NOWY ELEKTRONIK

3/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników cena 9500 zł

SPIS TREŚCI

Mikroprocesorowy moduł zegarowy Wersja 2.4

Moduł zegarowy zrealizowany został w oparciu o 8-bitowy mikrokontroler jednoukładowy 80C39 wykonany w technologii HCMOS. Program obsługi zawarty w zewnętrznej pamięci EPROM zapewnia bardzo dużą uniwersalność modułu przy jednoczesnej prostocie obsługi. Moduł zegarowy w wersji 2.4 posiada następujące możliwości:

a) wskazywanie czasu bieżącego (godziny-minuty lub sekundy). W trybie wskazywania sekund dostępna jest funkcja zerowania sekund ułatwiająca dokładne ustawienie czasu np. zgodnie z sygnałem radiowym.

b) wskazywanie daty (dzień miesiąca-miesiąc-dzień tygodnia). Zegar posiada 100-letni kalendarz (1992 -2091) umożliwiający automatyczne ustawianie dnia tygodnia na podstawie daty.

c) stoper umożliwiający odmierzanie czasu w zakresie 1 godziny z dokładnością 1 sekundy. Stoper pracuje niezależnie od funkcji odmierzania czasu.

d) sterowanie 2 urządzeniami zewnętrznymi. Aktualny stan urządzeń zewnętrznych sygnalizowany jest za pomocą diod świecących.

e) 2 timery, każdy w zakresie 10 godzin z rozdzielczością 1 minuty. Do każdego timera przyporządkowane jest jedno urządzenie zewnętrzne.

f) 10 alarmów. Dla każdego alarmu programowane są następujące parametry: czas załączenia alarmu, aktywne dni tygodnia, numer załączanego urządzenia oraz czas na jaki dane urządzenie zostanie załączone. Czas załączenia urządzeń może być programowany w zakresie od 0 do 10 godzin z rozdzielczością 1 minuty. Do urządzenia pierwszego na stałe przyporządkowany jest sygnał dźwiękowy.

g) drzemka. Pozwala ona na jednokrotne odroczenie alarmu o 10 minut.

Dodatkowo program obsługi pozwala na szybką kontrolę stanu timerów oraz czasu załączenia najbliższego alarmu. Niezależne załączanie i wyłączanie urządzeń zewnętrznych może odbywać się z klawiatury bez konieczności stosowania isostatów sieciowych. Programowanie i obsługa zegara odbywa się za pomocą 7 przełączników monostabilnych. Moduł zegarowy wyposażony został w układ podtrzymania bateryjnego oraz układ automatycznej regulacji jasności świecenia wskaźników w zależności od natężenia światła. Całość zasilana jest napięciem przemiennym o wartości 11-12V.

Opis konstrukcji elektrycznej zegara.

Schemat elektryczny zegara został przedstawiony na rysunkach 1 i 2. W zegarze można wyróżnić następujące bloki funkcjonalne: jednostka centralna, układ sterowania wyświetlaczami i klawiaturą, układ wyświetlaczy i diod sygnalizacyjnych, układ regulacji jasności świecenia wyświetlaczy, układ sterowania urządzeniami zewnętrznymi oraz zasilacz. Budowę oraz działanie poszczególnych bloków funkcjonalnych przedstawiono poniżej.

Jednostka centralna.

Jednostkę centralną zegara stanowi mikrokontroler jednoukładowy 80C39 (U1) wraz z niezbędnymi elementami zewnętrznymi. Układ 80C39 zawiera: 8-bitową jednostkę centralną CPU, 13-bitowy licznik/timer, trzy 8-bitowe porty we-wy oraz 128 bajtów pamięci RAM. Mikrokontroler taktowany jest zegarem 6MHz co zapewnia 2.5 µs cykl magistrali. Trymer C4 pozwala na dokładną regulację częstotliwości zegara systemowego. Mikrokontroler 80C39 posiada multipleksowaną magistralę adres/dane. Opadające zbocze sygnału ALE (Address Latch Enable) powoduje zatrzaśnięcie ośmiu młodszych adresów A0-A7 w zewnętrznym rejestrze "latch" (U3-74HC 373). Program obsługi zegara umieszczony został w pamięci EPROM o pojemności 4kB (U2-27C32). Pamięć programu uaktywniana jest sygnałem PSEN (Program Store Enable). Podłączenie zewnętrznej pamięci EPROM powoduje zajęcie całego portu P0 oraz dolnej połowy portu P2. Reset mikrokontrolera po załączeniu napięcia zasilającego zapewnia kondensator C1.

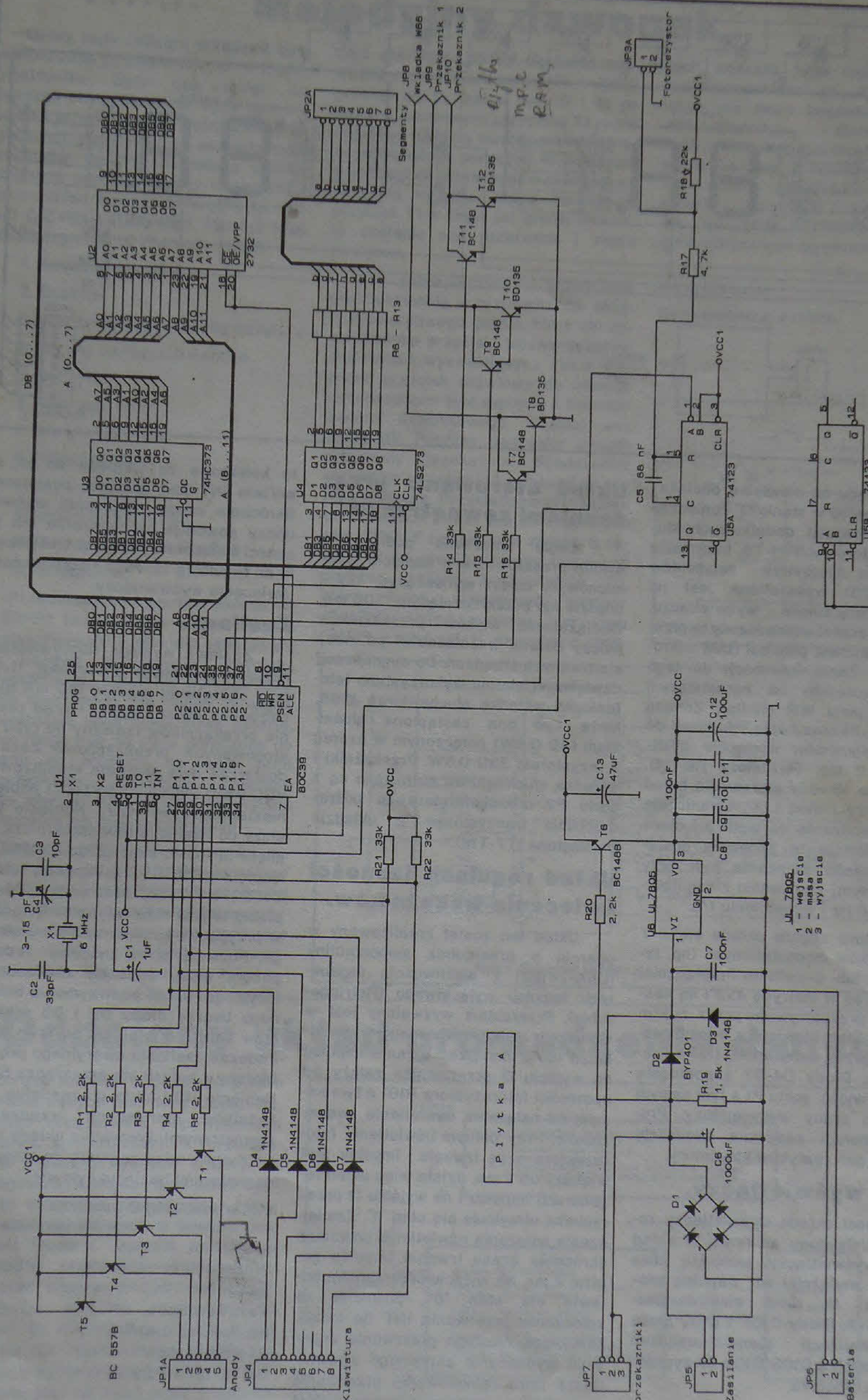
Układ sterowania klawiaturą i wyświetlaczami.

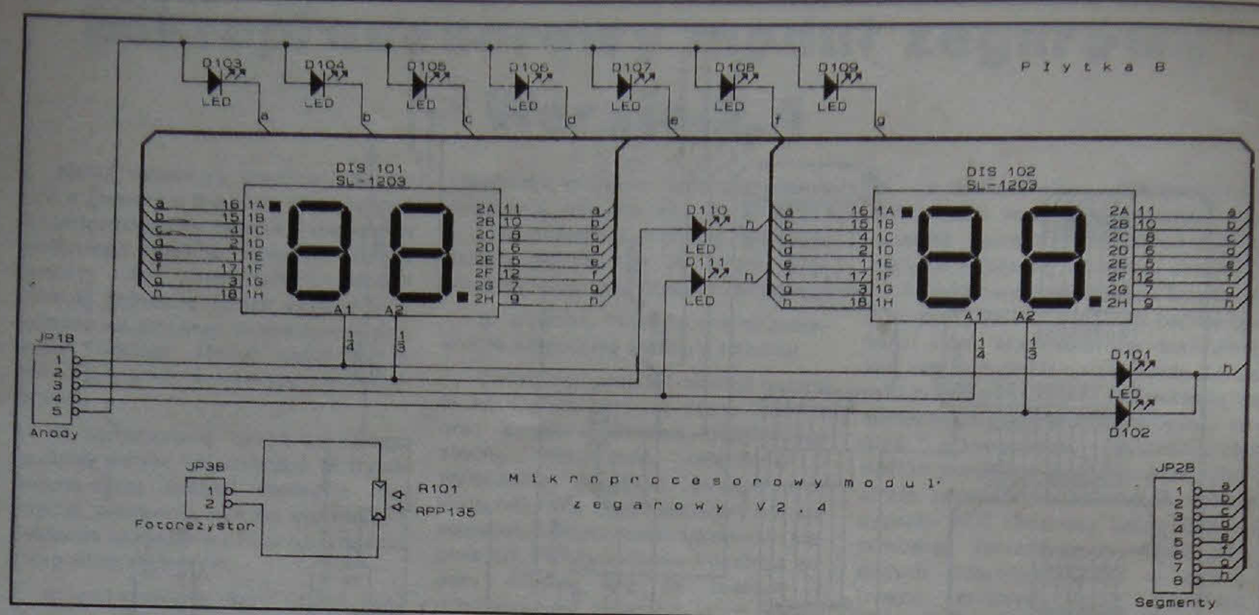
W zegarze zastosowano układ wyświetlania sekwencyjnego. System ten charakteryzuje się w porównaniu z systemem wyświetlania statycznego mniejszą ilością układów sterujących oraz znacznie mniejszą ilością połączeń pomiędzy częścią cyfrową a wyświetlaczami. Anody wyświetlaczy sterowane są z portu P1 mikrokontrolera.

c.d. na str. 4

Wydawca - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W.Kęlerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Adres Redakcji
P.W. "ARTCOM", Redakcja NOWEGO ELEKTRONIKA, skr. pocz. 100, 82-300 Elbląg 1, tel. 418-84 wew. 32
Redaguje zespół: J. Ryszard Świątkowski - red. naczelny, Janusz Romanowski, Jarosław Bereda, Danuta Czerniawska
Skład komputerowy - Janusz Mikowicz
Stali współpracownicy:
Bieńkowski Dariusz, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Pędzik Zbigniew, Rode Aleksander.
Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.


Mikroprocesorowy moduł zegarowy v 2.4
P ł y t k a A
80C39
2732
74HC373
74LS273
74123
UL7805
UL 7805
1 - wejście
2 - masa
3 - wyjście
BC 557B
Anody
Klawiatura
Przekaźnik1
Zasilanie
Bateria
Fotorezystor
Segmenty
Wkładka W66
Przekaźnik 1
Przekaźnik 2



Ze względu na niewielką obciążalność tych wyjść w stanie "1" konieczne było zastosowanie dodatkowych kluczy tranzystorowych T1-T5. Informacja zawarta w rejestrze segmentów (U4-74LS273) wyświetlana jest na aktualnie załączonym wyświetlaczu. Rejestr ten został umieszczony w przestrzeni adresowej pamięci RAM mikrokontrolera. Zapis informacji do tego rejestru następuje na narastającym zboczu sygnału WR (Write). Zmiana stanu portu P1 oraz zapis informacji do rejestru segmentów następuje cyklicznie co 2 ms. Rezystory R6-R13, włączone w obwody sterowania katod wyświetlaczy i diod LED, ograniczają prąd przewodzenia do wartości około 16 mA. Wartość ta zapewnia dostateczną jasność świecenia cyfr przy sekwencyjnym sterowaniu z częstotliwością 500 Hz i wypełnieniu 1/6.

Klawiatura zegara składa się z 7 przełączników monostabilnych (np. typu isostat lub µ-switch). Przełączniki połączone są w matrycę 4x2 i są sekwencyjnie przepatrywane przez mikrokontroler. Stan klawiatury odczytywany jest poprzez wejścia T0 i T1 mikrokontrolera. Diody D4-D7 zapobiegają zwieraniu wyjść portu P1 a tym samym zakłócaniu pracy wyświetlaczy. Program obsługi zapewnia eliminację wpływu drgań zestyków klawiatury.

Układ wyświetlaczy.

Schemat układu wyświetlaczy został przedstawiony na rys.1. W skład układu wyświetlaczy wchodzą dwa podwójne wskaźniki ze wspólną anodą oraz 11 diod elektroluminescencyjnych. Diody D101 i D102 służą do sygnalizacji stanu urządzeń zewnętrznych a D103-D109 do sygnalizacji dnia tygodnia.

Układ sterowania urządzeniami zewnętrznymi.

Zegar umożliwia podłączenie dwóch przekaźników o napięciu znamionowym cewki wynoszącym 12V i prądzie nie przekraczającym 300 mA. Obciążalność styków przekaźników należy dobrać w zależności od mocy sterowanych urządzeń. Do sygnalizacji dźwiękowej alarmu wykorzystano telefoniczną wkładkę słuchawkową W66. Może być ona zastąpiona głośnikiem (8Ω 0.6W) połączonym w szereg z rezystorem 33Ω 0.5W. Przekaźniki i wkładka słuchawkowa sterowane są z portu P2 mikrokontrolera za pośrednictwem tranzystorów w układzie Darlingtona (T7-T12).

Układ regulacji jasności świecenia wskaźników.

Układ ten został zrealizowany w oparciu o przerzutnik monostabilny (U5A-74123) z możliwością regeneracji impulsu wyjściowego (Retriggerable). Przerzutnik wyzwalany jest w momencie zmiany aktywnego wyświetlacza (co 2 ms).Czas trwania impulsu na wyjściu Q przerzutnika zależy od oporności fotorezystora R101 a tym samym od natężenia oświetlenia wskaźników. Przy pełnym oświetleniu fotorezystora czas trwania impulsu jest większy od 2 ms, działa więc układ regeneracji impulsu i na wyjściu Q przerzutnika utrzymuje się stan "1". Zmniejszenie natężenia oświetlenia powoduje skrócenie czasu trwania impulsu poniżej 2 ms. Na wyjściu przerzutnika pojawia się stan "0", powoduje to zgłoszenie przerwania INT do mikrokontrolera. Obsługa przerwania zapewnia wygaszenie aktywnego wyświetlacza oraz zablokowanie przerwania do momentu zmiany wyświetlacza (jest to konieczne ze względu na to, że wejście INT jest aktywne poziomem). Skrócenie czasu załączenia wyświetlaczy powoduje zmniejszenie ich jasności świecenia. Rezystor R18 pozwala na regulację zakresu zmian jasności świecenia wyświetlaczy.

Zasilacz.

Zasilacz wymaga doprowadzenia napięcia zmiennego o wartości 11-12V przy obciążeniu prądem 150 mA (prąd pobierany przez zegar) + prąd zasilania przekaźników (zależny od typu zastosowanych przekaźników). Zasilacz dostarcza dwa napięcia stabilizowane VCC (+5V) i VCC1 (+4.8V) oraz napięcie niestabilizowane +12V. Napięcie VCC służy do zasilania mikrokontrolera, pamięci EPROM oraz układu 74HC373. Napięciem VCC1 zasilane są układy 74LS273 i 74123 oraz wskaźniki. Napięcie to jest automatycznie odłączane w przypadku zaniku napięcia zmiennego. Pozwala to na znaczną redukcję poboru mocy podczas zasilania bateryjnego. Układ podtrzymania bateryjnego tworzą diody D2 i D3 oraz zestaw baterii o napięciu od 9 do 10.5V. Podczas zasilania awaryjnego prąd pobierany z baterii nie przekracza 50mA. Napięcie +12V służy do zasilania przekaźników sterujących urządzeniami zewnętrznymi. Wszystkie układy scalone zostały odsprzęgnięte do masy kondensatorami bezindukcyjnymi.

c.d. w następnym numerze

mgr inż. Jarosław Czuła

Producentem opisanego urządzenia jest firma:
TeleVox Sp. c.
os. J. Strusia 10/96
31-808 Kraków
tel. (0-12) 48-22-21

Melodyjny dzwonek

Opisy tego rodzaju urządzeń były wielokrotnie publikowane np. w Radioelektroniku. Były one mniej lub bardziej skomplikowane. Przy budowie wykorzystywano dużą ilość bramek logicznych, pozytywki od uszkodzonych zegarków itp. Przedstawiony poniżej dzwonek jest zbudowany w oparciu o jeden układ scalony (dostępny na rynku) CIC4820 (UM3482). Pamięć tego układu zawiera 12 znanych melodii:

1. American patrol
2. Rabbits
3. London bridge is falling down
4. Oh, my darling Clementine
5. Butterfly
6. Row your boat
7. Are you sleeping
8. Happy birthday
9. Joy symphony
10. Home sweet home
11. Melody on purple Bamboo
12. Wiegenlied

Przedstawiony repertuar składa się z 30÷50 tonów, które grają z dostateczną głośnością. Melodia zmienia się po każdym naciśnięciu przycisku dzwonkowego. Układ nie wymaga zasilania sieciowego. Na długie miesiące wystarczają dwie paluszkowe baterie, które mogą być na stałe dołączone do układu ze względu na mały prąd spoczynkowy. Melodyjny dzwonek może również służyć jako pozytywka do budzika lub inna sygnalizacja.

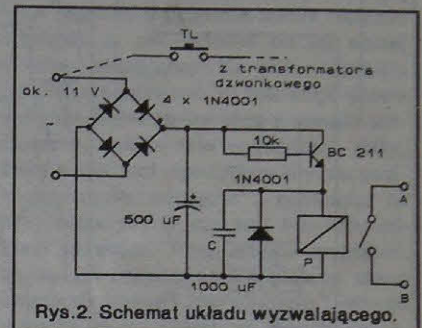
Schemat melodyjnego dzwonka pokazany jest na rys. 1. Układ scalony CIC4820 lub UM3482 zawiera pamięć ROM z dwunastoma zaprogramowanymi melodiami, oscylator, generator rytmu i dźwięku, modulator i przedwzmacniacz. Pracuje w zakresie napięć zasilania 1,35÷5V. Głośność ustawiamy potencjometrem P. Jeżeli przełącznik Pr jest w pozycji 1, to po każdym naciśnięciu przycisku T1 zagra następna melodia według przedstawionego wcześniej porządku. W położeniu 2 za każdym razem będzie grać jedna i ta sama melodia. Jeżeli naciśniemy przycisk T1 w ciągu już granej melodii, to zostanie ona przerwana i zagra następna.

Aby zabezpieczyć się przed taką ewentualnością w przypadku np. wizyty niecierpliwego gościa, ktory nerwowo naciska przycisk, można wykorzystać układ wyzwalający z rys.2. Poprzez przycisk drzwiowy do obwodu doprowadzone jest napięcie z transformatora dzwonkowego. Wynosi ono około 11V. Poprzez tranzystor zostaje załączony przekaźnik. Kondensator utrzymuje ten stan kilka sekund po zaniku napięcia. Przykładowo przekaźnik o rezystancji cewki 1kΩ z kondensatorem 1000 µF będzie miał zwłokę 5 sekund. Rytm grania możemy regulować poprzez zmianę kondensatora C1, który może przyjmować wartość 15÷47pF. Układ scalony jest typu CMOS, a więc należy pamiętać o zasadach montażu tego typu obwodów. Przedwzmacniacz w układzie scalonym nie może bezpośrednio sterować głośnika i dlatego sygnał wyjściowy wzmacniany jest prostym wzmacniaczem z tranzystorami T1 i T2. Można zastosować dowolny głośnik o impedancji nie mniejszej niż 8Ω. Wszystkie kondensatory oprócz elektrolitycznych są ceramiczne.

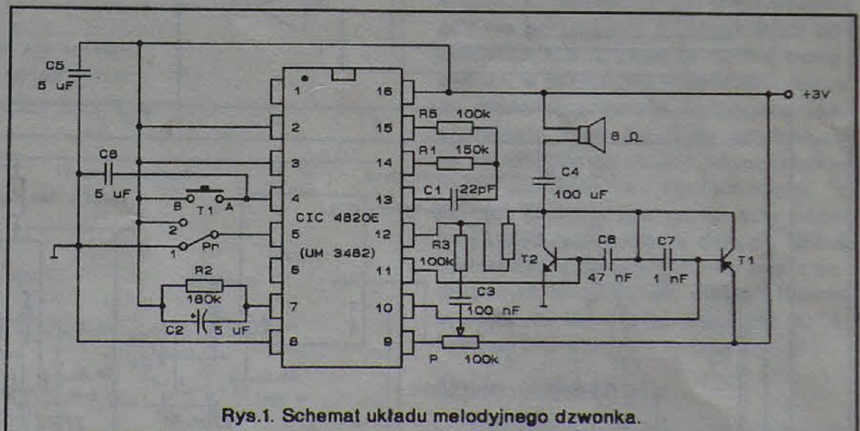
Witold Dąbrowski.

Na podstawie:

Radiotechnika 8/1986.



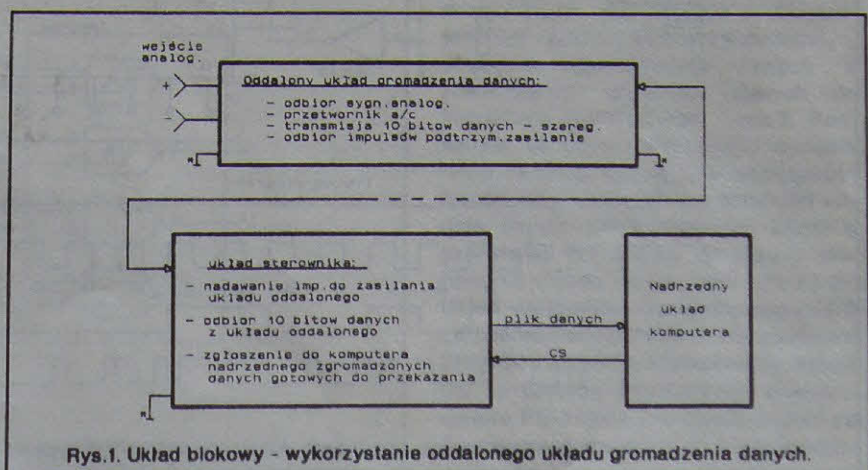
Rys.2. Schemat układu wyzwalającego.



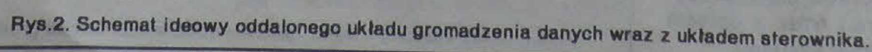
Rys.1. Schemat układu melodyjnego dzwonka.

Oddalony układ gromadzenia danych.

Zorganizowanie oddalonego punktu zbierania danych jest dość kłopotliwe. Wymaga zapewnienia odpowiedniego zasilania, synchronizacji i zorganizowania transmisji danych (zazwyczaj szeregowo). Przedstawiony układ spełnia te wszystkie wymagania i zapewnia zbieranie danych w postaci analogowej (poziom napięcia wejściowego 0÷5V) i przekazywanie ich po konwersji analogowo-cyfrowej do nadrzędnego systemu sterownika w postaci 10 bitowych słów. Struktura blokowa tak zbudowanego systemu w oparciu o opisany poniżej układ przedstawiona jest na rys.1 wraz z opisem poszczególnych bloków systemu.

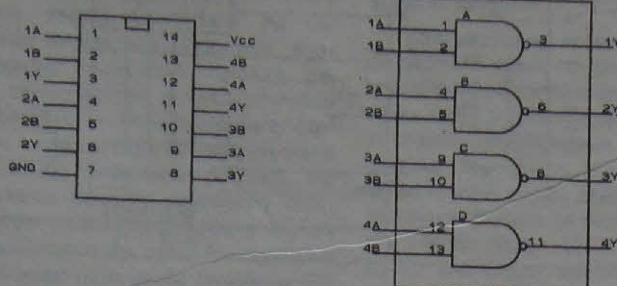


Rys.1. Układ blokowy - wykorzystanie oddalonego układu gromadzenia danych.

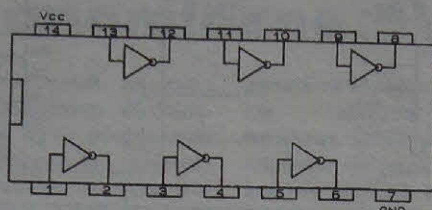


Rys.2. Schemat ideowy oddalonego układu gromadzenia danych wraz z układem sterownika.

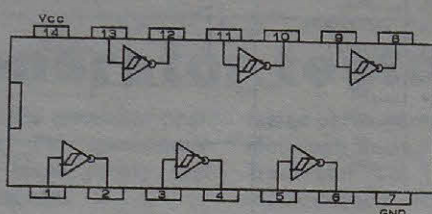
a) 74HC00 - 4 dwuwejsciowe bramki NAND



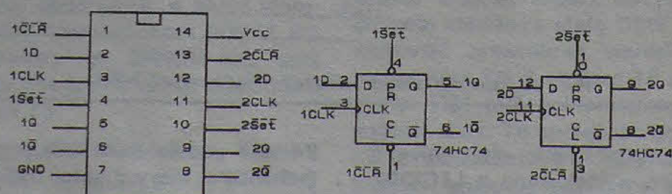
b) 74HC04 - 6 bramek NOT



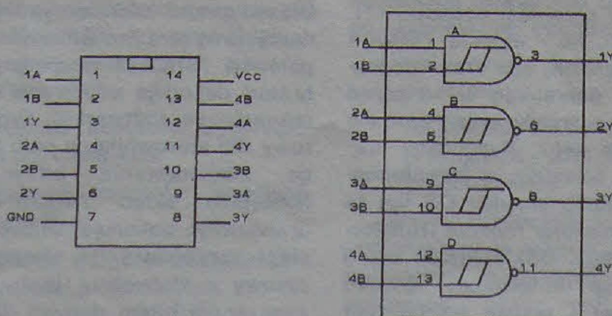
c) 74HC14 - 6 bramek NOT Schmitta



d) 74HC74 - 2 przerzutniki typu D z wejsciami Set i Reset, wyzwalanie przednim zboczem



e) 74HC132 - 4 dwuwejsciowe bramki NAND Schmitta



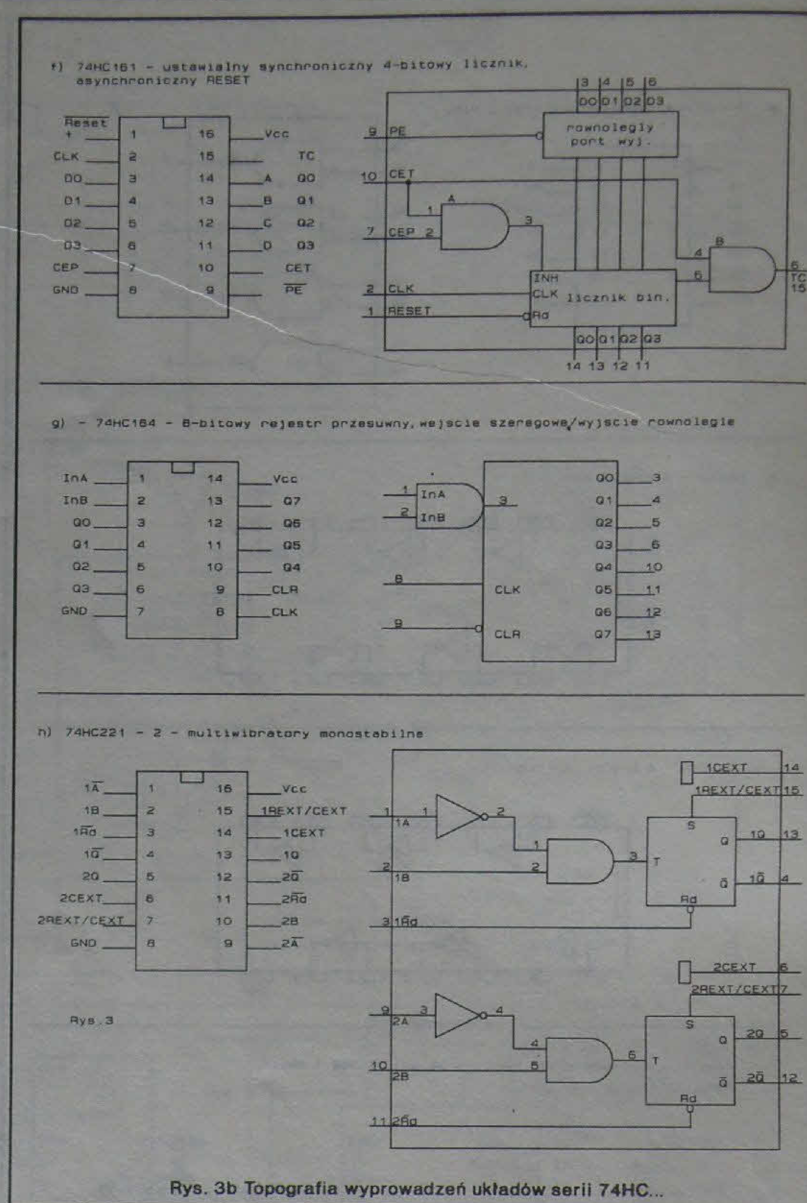
Rys. 3a Topografia wyprowadzeń układów serii 74HC...

Oddalony układ połączony jest z układem sterowania tylko za pomocą dwóch przewodów. Rozwiązania układowe zastosowane w urządzeniu zapewniają wykorzystywanie tych dwóch linii do przesyłania sygnałów potrzebnych do pracy całego systemu w obie strony. Do oddalonego układu zbierania danych dociera tą drogą zasilanie, natomiast w przeciwną stronę układ oddalony odsyła szeregowo zgromadzone dane. Oczywiście praca na tej dwuprzewodowej linii odbywa się z podziałem czasu pracy, tzn. w danym momencie czasu transmitowane są sygnały tylko w jednym z dwóch kierunków. Jako pierwszy (inicjator cyklu pracy) układ sterownika nadaje impuls do układu oddalonego. Ten z kolei wykorzystując zmagazynowaną energię tego impulsu uruchamia swoje obwody i odsyła w odpowiedzi po tej samej drodze szeregowo 10 bitów danych. Przesłanie każdego 10 bitowego słowa wymaga jednego impulsu z układu sterowania. Jak będzie wyjaśnione dalej, impuls ten jest spożytkowany do podtrzymywania napięcia zasilania (w przypadku pracy ciągłej) i synchronizacji układów. Tutaj należy wyjaśnić, że w tym rozwiązaniu oddalony układ zbierania danych nie wymaga żadnego dodatkowego układu ani źródła do zasilania. Oznacza to, że w przypadku gdy nie korzystamy z usług układu oddalonego, nie pobiera on żadnej mocy. Jednak w przypadku inicjowania pracy po dłuższej przerwie wymagane jest przesłanie kilku impulsów startowych ze sterownika do układu oddalonego w celu doładowania kondensatora, z którego zasilany jest potem cały oddalony układ gromadzenia danych. Układ sterownika z kolei połączony jest z nadrzędnym komputerem dwoma liniami sterującymi CS i Load-data oraz 10 bitową szyną danych - rys.1.

Opis działania.

Oddalony układ gromadzenia danych otrzymuje zasilanie oraz transmituje zwrotnie 10 bitów informacji do układu sterownika za pomocą tylko dwóch linii. Architektura układów eliminuje pętle uziemiające i utrzymuje 700V izolację pomiędzy oddalonym obwodem gromadzenia danych a równoległymi wyjściami danych do komputera nadrzędnego - rys.2. Konwersja 10 bitów informacji i nadanie ich trwa tylko 100 µs. Dla rozpoczęcia transmisji danych główny komputer nadaje impuls CS (conversion start) o szerokości od 2÷6 µs do układu sterownika układu oddalonego (rys.1 i 2). Układ sterownika wzmacnia impuls CS za pośrednictwem dwóch tranzystorów 2N3904 i 2N2905. Wzmocniony impuls CS za pomocą impulsowego transformatora PE-2229X sterownik nadaje po dwuprzewodowej linii do układu odda-

lonego w postaci impulsu o napięciu ok. 15V. W tym samym czasie impuls CS zeruje końcówkę układu sterownika - dwa układy 74HC164 (rejestry przesuwne). Rejestry te są używane do gromadzenia słów wyjściowych z odbieranych bitów szeregowo od oddalonego układu. Po zgromadzeniu całego słowa kolejny impuls z linii powoduje wystawienie sygnału Load-data (rys.1.i 2) do nadrzędnego komputera. Wówczas można przeczytać równolegle słowo 10 bitowe i kolejnym impulsem CS wymusić od oddalonego układu dostarczenie kolejnej próbki mierzonej wielkości analogowej. Wejście oddalonego układu jest wejściem napięciowym. Zatem układ ten pobiera próbkę tego napięcia i zamienia ją na 10 bitowe słowo. Oczywiście zastosowanie różnego rodzaju przetworników np. częstotliwość/napięcie pozwoli mierzyć częstotliwość, przetwornika temperatura/napięcie - mierzyć temperaturę, przetwornika/napięcie - mierzyć przesunięcie itd. Impuls 15V odebrany przez oddalony obwód gromadzenia danych ładuje kondensator 1 µF. Na wstępie przy inicjacji może być wymaganych kilka impulsow CS w celu naładowania kondensatora 1 µF. Jeden impuls CS co 100 µs przypada dla każdego cyklu pobrania, konwersji a/c i wysłania do układu sterowania. Raz naładowany kondensator 1 µF (impulsem CS) utrzymuje napięcie około 7,2V. Dzięki układowi stabilizatora LT1021 zasilanego tym napięciem na wyjściu stabilizatora utrzymywane jest napięcie 5V. To napięcie zasila izolowane od reszty systemu obwody oddalonego układu gromadzenia danych. Ponadto impuls CS po opóźnieniu i ograniczeniu (kondensator 2000pF, rezystor 104 i rezystor 51k) powoduje zerowanie obwodu zegara w układzie 74HC161. Wielkość opóźnienia jest wystarczająca do tego, aby zanikły wszystkie oscylacyjne tłumione reakcje transformatora impulsowego PE-2229X związane z impulsem CS. Cały układ zegara jest prostym oscylatorem bramkowanym przez kombinacje impulsu CS oraz impulsów z licznika 74HC161, który wytwarza 12 impulsów w odpowiedzi na każdy impuls CS. Po sekwencji 12 impulsów, zegar jest zatrzymywany. Układ LTC1092 jest przetwornikiem analogowo-cyfrowym. Potrzebuje on 12 impulsów do konwersji i wysunięcia danych na zewnątrz - Dout. Rezystor 10kΩ wymusza na wyjściu układu LTC1092 stan wysokiej impedancji w momentach, gdy układ nie jest aktywny. Podczas gdy układ przechodzi w stan aktywności - bit startu (logiczne 0) jest wysyłany pierwszym impulsem zegarowym. W układzie kodującym, który składa się z dwóch multiwibratorów monostabilnych (bramki 74HC00 wraz z kondensatorami 100pF) łączy się - miesza - bity słowa wyjściowego z LTC1092 - Dout - z impulsami taktującymi zegara. W rezultacie takiego kodowania szeroki impuls będzie reprezentował logiczny stan "1", natomiast wąski impuls reprezentować będzie stan logiczny "0" - rys.2 przebiegi czasowe (Timing diagram). Na wyjściu 74HC04 dwie diody Schottky'ego oraz kondensator 510pF ochraniają układ przed uszkodzeniem w wyniku pojawiania się 15V impulsow oraz tłumionych oscylacji, które powstają w transformatorze po wysłaniu impulsu CS (są to oscylacyjne tłumione reakcje transformatora na impuls CS). Ponadto układ ten różniczkuje (kondensator 510pF) złożony sygnał i podaje go po linii dwuprzewodowej do układu sterownika. Transformator układu sterującego odbiera zróżniczkowany sygnał z linii i poprzez parę inwerterów Schmitta 74HC14 podaje do układu przerzutnika D-74HC74, który z kolei całkuje otrzymany sygnał (odtwarza sygnał z oddalonego układu zbierania danych, ktory istniał przed zróżniczkowaniem).. Diody Schottky'ego równie dobrze jak rezystory ograniczające prąd, ochraniają bramki przed nadmiernymi impulsami napięciowymi z transformatora. Jedna połówka 74HC221 (podwójny multiwibrator) dekoduje odbierane dane oraz rekonstruuje (odtwarza) sygnał zegarowy dla sterownika w celu poprawnego zdekodowania bitów danych. Następnie układ 74HC164 (rejestr przesuwny) dokonuje konwersji z postaci szeregowej do równoległej. Bit zerowy danych jest najmniej znaczącym bitem danych (LSB), natomiast bit dziewiąty jest najbardziej znaczącym bitem danych (MSB). Po zgromadzeniu 8 bitów w pierwszym rejestrze 74HC164 kolejne impulsy prze-



Rys. 3b Topografia wyprowadzeń układów serii 74HC...

suwają dane do drugiego 74HC164. Ostatnia zmiana na wejściu In pierwszego 74HC164 powoduje wyzwolenie drugiego multiwibratora monostabilnego (druga połowa 74HC221), który wystawia impuls Load-data do nadrzędnego komputera. Przednie zbocze impulsu Load-data zgłasza gotowość równoległych danych z dwóch 74HC164 do głównego komputera, który może wykorzystywać odczytywane dane według własnych potrzeb. Po przeczytaniu danych, nadrzędny komputer może wystawiając kolejny impuls CS powtórzyć cały cykl. Maksymalna częstotliwość nadawania impulsów CS wynosi ok.10kHz. Związane jest to z czasem konwersji próbki napięcia wejściowego na 10 bitów danych w układzie LTC1092 oraz ograniczeniami na pracę transformatora impulsowego w takim układzie.

Zamieszczony schemat opisywanego układu - rys.2 nie podaje topografii wyprowadzeń zastosowanych układów. W związku z tym wszystkie układy serii 74HC... występujące na rys.2 mają podaną topografię wyprowadzeń na dodatkowym rys.3. Autor nie posiada bliższych danych na temat układów firmy Linear Tech - LTC1092 i LT1021 i byłby wdzięczny za bliższe dane na temat tych układów przesłane pod adresem redakcji "Nowego Elektronika".

Opracowano na podstawie:

1. Electronic Design 10/89.
2. High-speed CMOS PC74HC/HCT/HCU Logic family-Book IC06 1988 Philips.

mgr inż. Aleksander Rode

Ekonomiczne 5V źródło napięcia

Przedstawiony schemat na rys.1 jest układem ekonomicznego, wydajnego źródła napięcia. Przy podłączeniu do 4 ogniw zasadowych lub niklowo-kadmowych układ dostarcza stabilizowanego napięcia +5V, niezależnie od stanu baterii ogniw. Znaczy to, że jeśli mamy nowe ogniwa, to układ obniża poziom napięcia stabilizując je na poziomie +5V, natomiast jeśli mamy baterie o słabszej kondycji napięcia, wówczas układ podwyższa wyjściowe napięcie do poziomu +5V. 4 nowe zasadowe ogniwa dają wypadkowe napięcie około 6V, natomiast 4 nowe ogniwa kadmowo-niklowe około 5,4V.

Dany schemat zawiera mniej elementów niż inne układy stosujące impulsowe stabilizatory lub przetwornice DC/DC.

c.d. na str. 11

Generator testowego obrazu TV.

W artykule opisano generator czarnobiałego obrazu TV, generujący: czerń, biel, krata, jasne punkty, test ośmiu poziomów szarości.

Dzięki zastosowaniu mikroprocesora jednoukładowego 8051 uzyskano znaczne uproszczenie układu, kosztem oprogramowania. Na rys.1 przedstawiono schemat generatora, w skład którego wchodzi: mikroprocesor 80C51, bufor adresowy z EPROM-em, port wejściowy 74LS245, część analogowa i modulator TV.

Układy U1,U2,U3 tworzą typową konfigurację systemu µP z procesorem 8051. Poprzez umieszczenie jednego portu wejściowego U4 w obszarze danych wyeliminowano konieczność zastosowania dekodera adresów. Tranzystory T1-T5 pełnią funkcję sterowanych źródeł prądowych przez port P1 µP. T1 wytwarza całkowity sygnał synchronizacji o następujących parametrach:

- szerokość impulsów synchronizacji poziomej 4µs
- szerokość impulsów wyrównawczych 2µs
- szerokość wcięć w impulsy synchronizacji pionowej 4µs

Kondensator C5 w bazie T1 ogranicza pasmo sygnału synchronizacji. Tranzystory T2,T3,T4 pracują jako trzybitowy przetwornik c/a wytwarzając obraz pionowych pasów o ośmiu stopniach szarości od czerni do bieli. Tranzystor T5, bramka z U5, układ różniczkujący R31, C4 wytwarzają obraz kraty i jasnych punktów, a także obraz bieli. Prąd źródeł prądowych zostaje zsumowany na rezystorze R23, na którym odkłada się całkowity sygnał wizyjny (CSW). Rezystor R22 podnosi składową stałą CSW tak, aby zapewnić prawidłowe warunki pracy tranzystora T6. Z emitera T6 przez rezystor R31 jest pobierany sygnał na wyjście m.cz. T6 sprzężono galwanicznie z modulatorem w celu uzyskania stałego poziomu czerni w zmodulowanym sygnale. Na wyjściu w.cz. otrzymuje się sygnał w jednym z kanałów pasma TV.

Jak na wstępie zostało wspomniane sercem układu jest program, którego zasadniczymi cechami są:

- sprawdzanie stanu przełączników co 40ms
- reagowanie na zmianę ustawienia przełącznika SW1 bez naruszenia synchronizacji.

Należy zaznaczyć, że program jest wykonywany w czasie rzeczywistym, tzn. wszystkie czynności muszą zostać wykonane przez µP w ściśle określonym czasie. Program składa się z pięciu bloków odpowiadających pięciu sygnałom testowym. Zasadniczą częścią tych bloków są procedury zapewniające generację żądanego obrazu oraz wspólna procedura generująca sygnał synchronizacji pionowej. Czas obiegu każdego bloku jest ściśle określony i wynosi 40ms.

Cały program zajmuje w pamięci 897 bajtów. Poszczególne fragmenty programu są umieszczone pod następującymi adresami:

0000 - 001E INICJALIZACJA

BLOKI

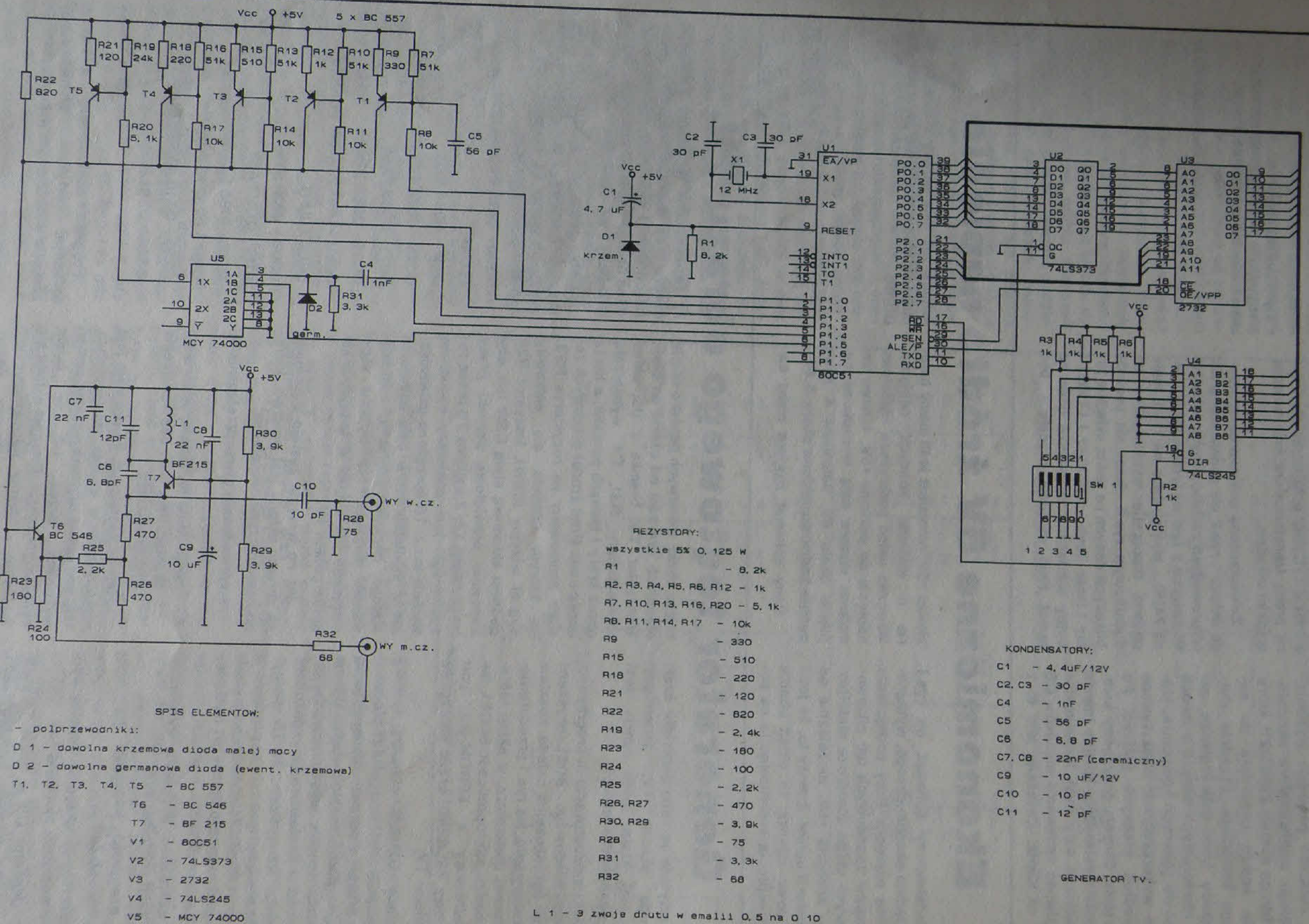
001F - 0044 BIEL
0045 - 0070 CZERŃ
0071 - 0093 PASY
0094 - 00B8 KRATA
00B9 - 00DC JASNE PUNKTY

PROCEDURY

00DD - 010F SYN
0110 - 0172 PASY
0173 - 0196 CZERŃ
0197 - 0252 KRATA
0253 - 0349 JASNE PUNKTY
034A - 0381 BIEL

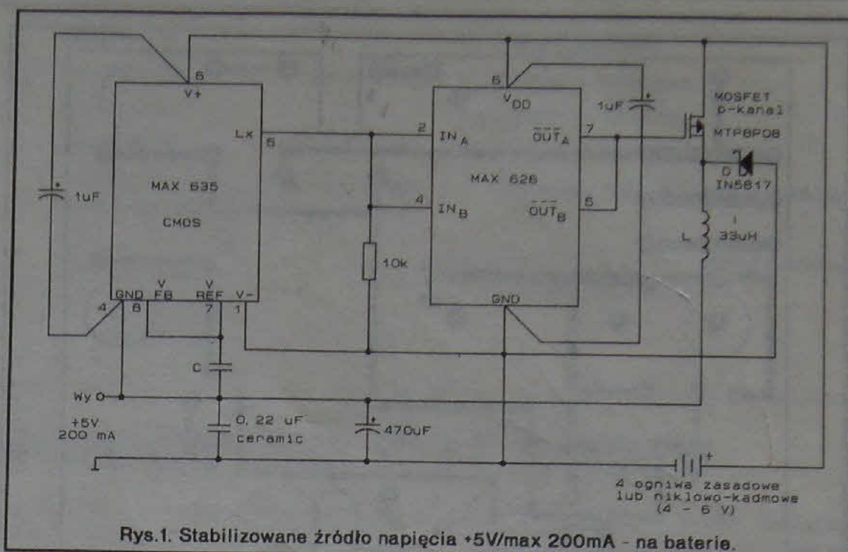
Jarosław Choma

Program zastosowany w wyżej opisanym artykule zamieszczony zostanie w następnym numerze.



Rys. 1 Generator testowego obrazu TV.

Łącząc ujemny biegun baterii do +5V - wyjście układu, pozwala to na pominięcie stosowania układów transformujących, które by zabezpieczały obniżanie lub podwyższanie wejściowego napięcia zasilającego układ scalony stabilizatora impulsowego Max635 - firmy Maxim. Jest to układ wykonany w technologii CMOS. W takim układzie pracy baterie można uważać jako źródło napięcia z pływającym potencjałem. Takie połączenie baterii nie napotyka na żadne trudności w większości zastosowań dla szeregu urządzeń kieszonkowych i popularnych. W ten sposób zamieniają się miejscami wyjście - łączone do ujemnego bieguna i te wyjścia, które zwykle łączy się do masy (w układzie Max635). Dlatego normalnie łączone do ujemnego potencjału wyjście (1) Max635 jest podłączone do masy, a normalnie podłączony do masy pin 4 - Max635, połączony jest do +5V - w stosunku do uziemionego punktu. Tranzystor MOSFET z kanałem typu "p" oraz sterownik dla tego tranzystora - układ Max626, potrafią zabezpieczyć pracę z prądem do 200mA, nawet przy bardzo wyładowanych bateriach. Jeśli potrzebowalibyśmy źródła napięcia +5V o prądzie maksymalnym do 20mA, wówczas można pominąć układ tranzystora wraz ze sterownikiem, pod warunkiem jednak, że zastąpimy cewkę z rysunku cewką o indukcyjności 330 µH. W tym wypadku pin 5 - Lx (Max635) łączymy bezpośrednio do cewki L.



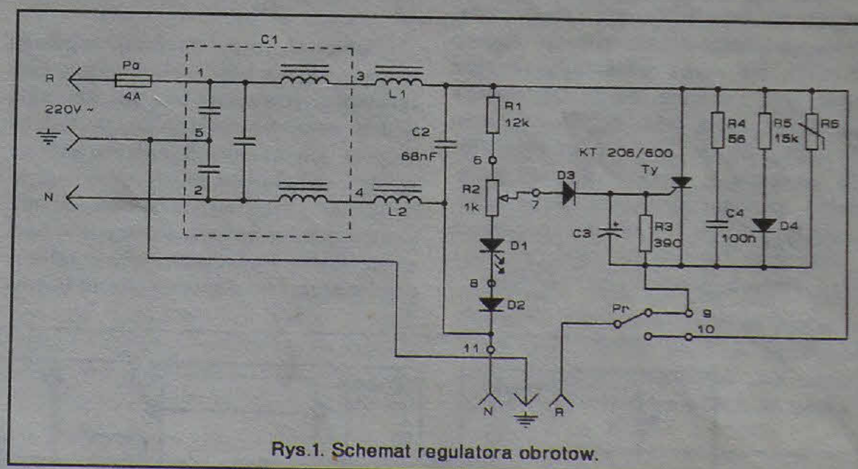
Rys.1. Stabilizowane źródło napięcia +5V/max 200mA - na baterie.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podst. ED 16/1989.

Regulator obrotów do wiertarki.

Podczas użytkowania ręcznej wiertarki elektrycznej w gospodarstwie domowym często zachodzi potrzeba znacznej redukcji jej obrotów. Nie wystarcza już wtedy przekładnia mechaniczna, którą zwykle wiertarka posiada. Dzieje się tak przy wierceniu otworów w ścianach, metalu, tworzywach sztucznych itp. Wielokrotnie były już publikowane układy regulatorów. Opisane poniżej urządzenie ma jedną ważną zaletę - ilość ustawionych obrotów nie zależy od obciążenia. Poza tym jest ono małe, proste w budowie i obsłudze.



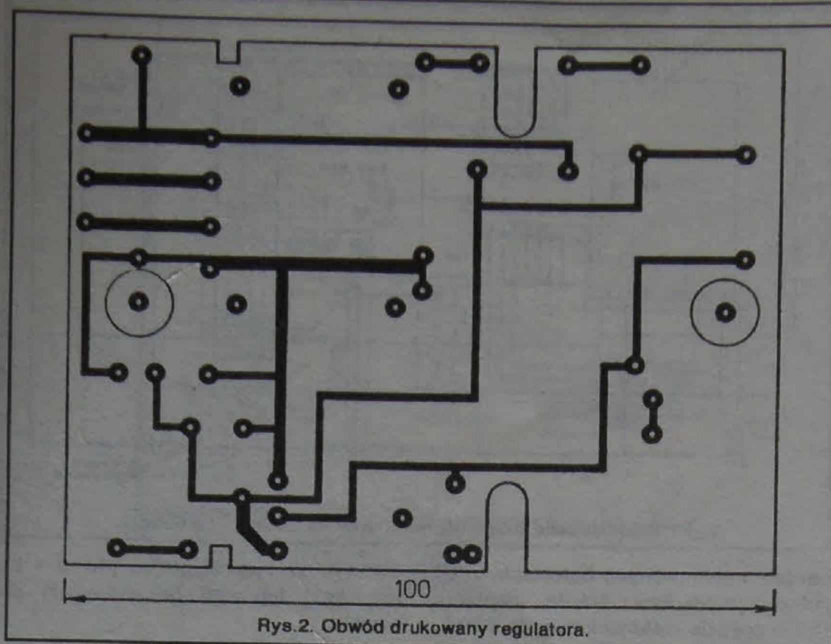
Rys.1. Schemat regulatora obrotow.

Opis funkcji.

Klasyczny sposób regulacji obrotów z triakiem jako elementem wykonawczym (np. w układzie z MAA436) w tym przypadku zawodzi dlatego, że wielkość momentu obrotowego jest zależna od ilości obrotów, także przy małych obrotach, o które nam przede wszystkim chodzi. Przy obciążeniach wrzeciona będzie spadać liczba obrotów. Ten typ regulatora jest wygodniejszy przy większych ilościach obrotów. Naszym wymaganiom sprosta układ pokazany na rys.1. Tutaj przy regulacji obrotów wykorzystuje się fakt, że w wirniku silnika indukuje się napięcie, które ma przeciwną polaryzację do napięcia zasilającego, a jego wielkość jest zależna od ilości obrotów silnika. W rzeczywistości napięcie na silniku jest różnicą między napięciem zasilającym a przeciwnapięciem. Ponieważ przeciwnapięcie zależy od obrotów można wykorzystać je w układzie regulacji.

Opis urządzenia.

Na rys. 1 pokazany jest schemat regulatora. Właściwy regulator tworzą elementy R1,R2,D3 i Ty. Pozostałe elementy spełniają funkcje przeciwzakłóceniowe, ochronne i pomocnicze. Sposób regulacji jest następujący. Na bramkę tyrystora jest podawane napięcie, które jest uzyskiwane różnicą części napięcia zasilającego (z suwaka potencjometru R2) i przeciwnapięcia (na katodzie tyrystora). Jeżeli napięcie na potencjometrze będzie większe od przeciwnapięcia, to tyrystor będzie się otwierać do momentu wyrównania (na dłuższe okresy). Jeżeli natomiast obroty w związku z obciążeniem silnika spadną, to zmniejszy się przeciwnapięcie, tyrystor będzie się otwierał częściej, w związku z czym zwiększy się napięcie na silniku i jego obroty. Tak zrealizowane sprzężenie zwrotne daje o wiele lepsze rezultaty niż budowanie bardzo złożonych obwodów. Wybór stosunku R1 do R2 wpływa na zakres regulacji obrotów. Wartości elementów podane na schemacie zapewniają zakres regulacji 0÷40%. Dzięki temu możliwa jest dokładna regulacja przy małych obrotach, których właśnie często używamy. Dioda świecąca D1 służy do



Rys.2. Obwód drukowany regulatora.

przesunięcia napięcia na suwaku potencjometra o 1,65V. Kompensowany jest w ten sposób ubytek napięcia między bramką a katodą. Usuwa się przez to "pusty" bieg na początku drogi potencjometra, kiedy to tyrystor jest zamknięty i silnik się nie obraca. Dioda D1 służy także jako wskaźnik włączenia regulatora. Nie należy zmieniać wartości całkowitego oporu (R1+R2), ponieważ właśnie przez ten opór jest zasilana dioda D1. Dalsze elementy służą jako ochrona bramki tyrystora. Są to: D3,C3 i R3. Rezystor R3 kompensuje wpływ rozrzutu parametru czułości tyrystora. Przy czulszym tyrystorze R3 zmniejsza czułość i odwrotnie (będzie to dalej opisane). Przy małych prędkościach obrotów i bez obciążenia obroty są lekko szarpane. Objaw ten został zmniejszony do minimum poprzez zwiększenie pojemności C3 oraz dołączenie układu D4 i R5. Układ gasikowy R4 i C4 chroni tyrystor Ty przed pikami napięciowymi. Jako dodatkowa ochrona służy warystor R6. Jego użycie nie jest konieczne.

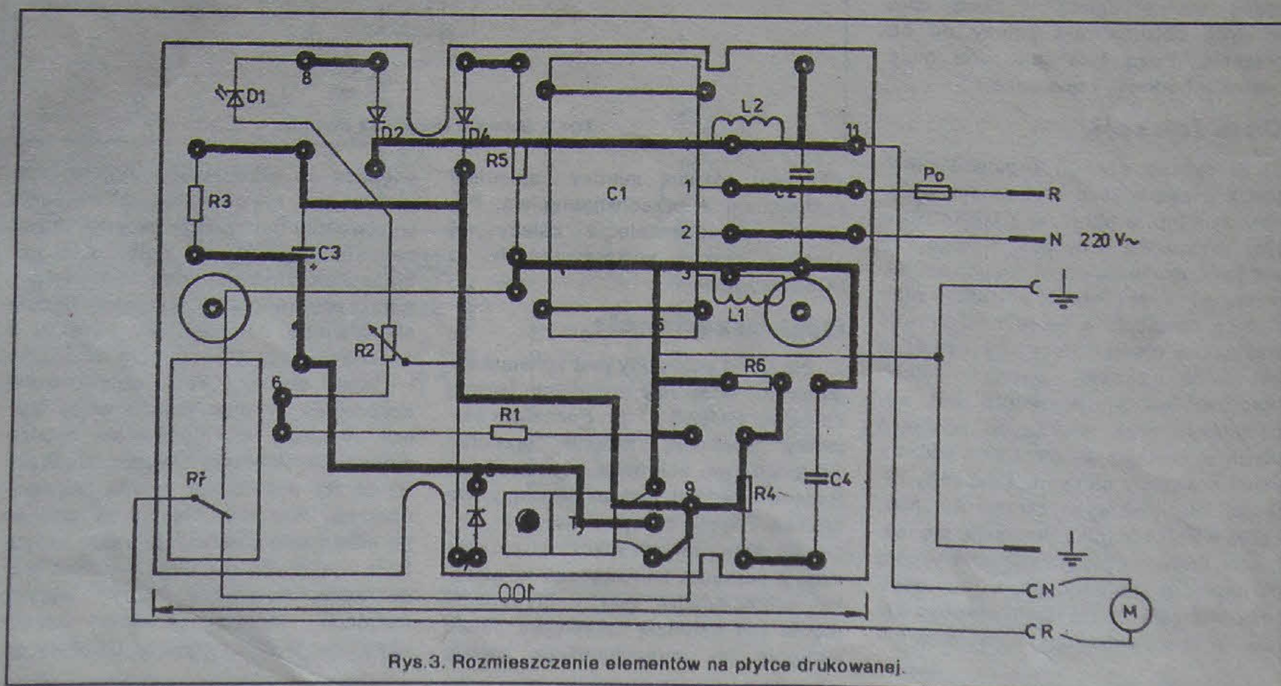
Ponieważ przy fazowej regulacji mocą, podczas włączania i wyłączania tyrystora powstaje bardzo szerokie widmo zakłóceń elektrycznych. Należy w celu ich eliminacji zastosować na wejściu układu filtr elektryczny. Indukcyjności L1 i L2 wynoszą około 15mH. Cały regulator zabezpieczony jest bezpiecznikiem topikowym 4A. Przełącznik Pr służy do wyboru rodzaju pracy: regulacja (9) - maksymalne obroty (10).

Konstrukcja i uruchomienie.

Regulator zmontowano na płytce drukowanej pokazanej na rys.2. Rozmieszczenie elementów pokazuje rys.3. Tyrystor musi mieć zapewnione chłodzenie i dlatego należy przykręcić do niego niewielki radiator. Dławiki L1 i L2 nawinięte są na toroidalnych rdzeniach o wymiarach: średnica zewnętrzna 16,2mm, wewnętrzna 9,9mm, wysokość 6,2mm. Rządaną indukcyjność osiągnięto nawijając 100 zwojów DNE Φ0,6mm. Potencjometr R2 powinien być drutowy ze względu na trwałość. R1 powinien być 2W-owy, co zapewni dobry odpływ ciepła wydzielającego się na nim. Zastosowany tyrystor pozwala na dołączenie obciążenia max.600W. Przy uruchamianiu układu można ustawić maksymalne regulowane obroty poprzez dobór R1 i R2. W dalszej kolejności koniecznie należy dobrać optymalną oporność R5 dla danego typu wiertarki tak, aby obroty były "szarpane" minimalnie. Opór rezystora R3 ustalamy przy potencjometrze skręconym na minimalne obroty. Wiertarka powinna prawie stać lub lekko się obracać. Po takich zabiegach regulator gotowy jest do pracy.

Na zakończenie należy zwrócić uwagę na jeszcze jedną ważną rzecz. Otóż często może zachodzić potrzeba pracy z dużym momentem przy małych obrotach przez dłuższy czas.

c.d na str 17



Rys.3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej.

Uważajmy wtedy, aby nie przegrzać silnika wiertarki, ponieważ ma on wtedy bardzo małe chłodzenie. Regulator może być użyty również do innych urządzeń z podobnym napędem.

Spis elementów.

Rezystory:

R1-12kΩ/2W,

R2-potencjometr 1kΩ (drutowy),

R3-dobierany,ok.390Ω,

R4-56Ω/1W,

R5-15kΩ/2W,

R6-warystor.

Kondensatory:

C1-kondensator przeciwzakłóceniowy od urządzeń gosp. domowego,

C2-68nF/400V,

C3-100μF/6,3V,

C4-100nF/400V.

Półprzewodniki:

D1-dioda świecąca,

D2,D3,D4-1N4006,

Ty-np.KT 206/600.

Pozostałe elementy jak w tekście.

Witold Dąbrowski

Na podstawie AR 11/89.

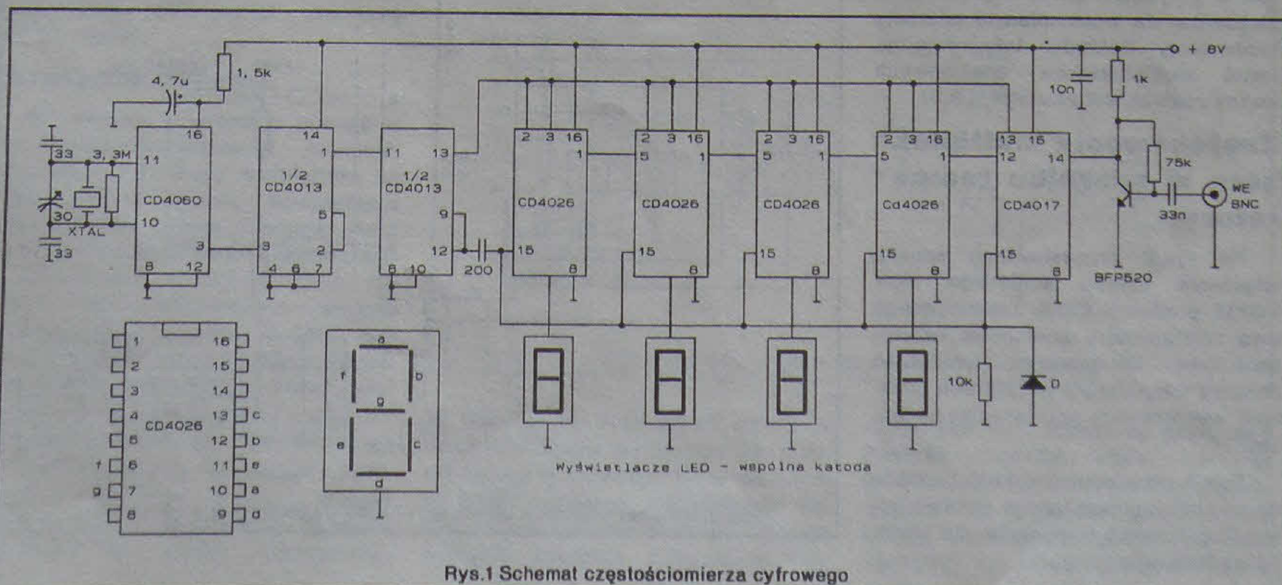
CZĘSTOŚCIOMIERZ CYFROWY

Istnieje wielka ilość urządzeń przeznaczonych do cyfrowego pomiaru częstotliwości. Wśród nich niewielką liczbą użytych układów scalonych wyróżnia się układ przedstawiony przez Witolda Dąbrowskiego[1]. Poniżej opisuję nieco zmodyfikowaną wersję tego, godnego polecenia ze względu na prostotę, układu wraz z wynikami pomiarów stabilności. Miernik ten można traktować jako podręczny, mieszczący się w dłoni, przyrząd pomiarowy pracujący poprawnie przy napięciu wejściowym o amplitudzie powyżej 200mV, częstotliwości nie przewyższającej 5MHz, o rozdzielczości odczytu 1kHz (lub 0.1kHz), uaktualniający dane 50 razy na sekundę i zasilany napięciem o dużej tolerancji: 5V-15V.

Miernik wymaga wzorca częstotliwości 50Hz. Wykorzystanie do tego celu sieci prądu elektrycznego 50Hz nie wchodzi w grę, ponieważ wykazuje ona znaczne fluktuacje częstotliwości; orientacyjnie - zmiany te zawarte są w granicach 49,85-50,10Hz. W oryginalnym układzie wewnętrzny wzorzec częstotliwości miernika jest generatorem RC o częstotliwości znamionowej 50Hz zbudowanym na multiwibratorze typu CD4047. Zmierzona zmiana częstotliwości znamionowej tego generatora wywołana zmianą napięcia zasilania jest niewielka, +0,01Hz/V, i przy stabilizacji napięcia zasilania nie pociąga za sobą kłopotów. Osobnym problemem jest jednak zapewnienie temperaturowej stabilności częstotliwości wzorcowej 50Hz.

Poprawna praca częstościomierza w rozsądnym zakresie temperatur 25°C±10°C wymaga, by względna zmiana częstotliwości znamionowej f wzorca przypadająca na jednostkową zmianę temperatury nie była gorsza niż $\Delta f/f\Delta T=10^{-5}/°C$. Zmiana temperatury otoczenia o 10°C pociągnie wtedy za sobą zmianę (zafałszowanie) odczytu o 0.5kHz przy mierzonej częstotliwości 5MHz. Układ CD4047 wymaga dołączenia zewnętrznych elementów RC decydujących o częstotliwości generowanego przebiegu prostokątnego. Nakłada to ostre wymagania na temperaturowe parametry tych elementów. Z szeregu przebadanych typów kondensatorów najmniejsze cieplne współczynniki pojemności (TWP) wykazywały kondensatory mikowe i foliowe styrofleksowe (typu KSF). Najlepsze okazały się kondensatory mikowe wykazując brak histerezy temperaturowej i niewielki TWP; ;$\Delta C/C\Delta T$ rzędu $-10^{-4}/°C$. Po dobraniu opornika o dodatnim współczynniku temperaturowym o wartości zbliżonej do $+10^{-4}/°C$ udało się uzyskać założoną stabilność częstotliwości $10^{-5}/°C$. Kompensację wykonywano dobierając jeden egzemplarz opornika o wartości oporu o kilka procent niższej od wymaganej dla uzyskania częstotliwości 50Hz. Następnie dodawano szeregowo oporniki stabilne termicznie, lecz dobierane jedynie pod kątem uzyskania właściwej częstotliwości wzorcowej.

Przeprowadzenie kompensacji termicznej wzorca częstotliwości częstościomierza jest długotrwałe (trzeba wykonać wielokrotnie pomiary częstotliwości zbliżonych do 50Hz z dokładnością 0.01Hz) i wiąże się z szeregiem niedogodności. Oporniki o dobrych parametrach termicznych są trudno dostępne (krajowe oporniki metalizowane nie nadają się), a spełnienie zalecanego w literaturze dla układu CD4047 warunku, by oporność użyta w



Rys.1 Schemat częstościomierza cyfrowego

układzie RC, R ≤ 1MΩ, wymaga użycia stosunkowo dużych pojemności C jak na kondensatory mikowe lub typu KSF. Miniaturyzacja urządzenia jest zatem utrudniona.

Modyfikacja układu oryginalnego polega na zastąpieniu generatora RC kwarcowym wzorcem 50Hz. Rezonator kwarcowy (XTAL) 3,2768MHz wraz z układem CD4060 (generator i dzielnik 2^{14}) i podwójnym przerzutnikiem typu D CD4013 (dzielnik przez 4) dostarcza dwu przesuniętych wzajemnie w fazie o 180° przebiegów prostokątnych o częstotliwości 50Hz. Bez dobierania elementów układu otrzymano nadmiarową stabilność: $\Delta f/f\Delta T = -10^{-7}/°C$ i $\Delta f/f\Delta U = +2{,}5\ 10^{-7}/V$.

Pomiar stabilności i korektę częstotliwości generatora przeprowadza się wygodnie kontrolując częstotliwość na nóżce 7 układu CD4060 (podział 2^4) ustalając ją jak najbliżej wartości 204800Hz. Druga modyfikacja polega na rezygnacji z odczytu z dokładnością 0.1kHz ze względu na dokuczliwe migotanie pierwszej cyfry odpowiadającej setkom herców i wobec tego na zastąpieniu pierwszego licznika dziesiętnego/dekodera CD4026 licznikiem CD4017. Schemat układu po tych zmianach, uzupełniony jednotranzystorowym stopniem wejściowym wzmacniającym i kształtującym badany przebieg, przedstawiono na rys.1. Zasada działania układu została opisana szczegółowo w wyżej wspomnianej pracy Witolda Dąbrowskiego.

dr Paweł Turkowski

1) Witold Dąbrowski, "Miernik częstotliwości o minimalnej liczbie elementów", NOWY ELEKTRONIK 5/1991, s. 14

ROZSZERZENIE MOŻLIWOŚCI "MIERNIKA TEMPERATURY" Z NE 10/91

Opisany w NE 10/91 str.5 miernik temperatury można w bardzo prosty sposób dostosować do pomiaru temperatury w kilku, a nawet w kilkunastu miejscach. Do tego celu najlepiej nadają się multipleksery analogowe wykonane w technologii CMOS.

Krótka charakterystyka multiplekserów analogowych.

Z punktu widzenia użytkownika schemat multipleksera analogowego przedstawia rys.1 (na przykładzie 4-ro wejściowego).

Rezystancja przejścia pomiędzy dowolnym wejściem a wyjściem jest rzędu dziesiątek omów (typ 50÷800Ω) i ściśle zależy od napięcia zasilania Ucc (dla Ucc=12V wynosi ok.100÷250Ω w zależności od producenta). Wartość ta w większości zastosowań jest mało znacząca i można ją pominąć. Tak też jest w przypadku zastosowania multiplekserów we wspomnianym mierniku temperatury. Dokładne informacje na temat multiplekserów analogowych można znaleźć w literaturze (1,2,3).

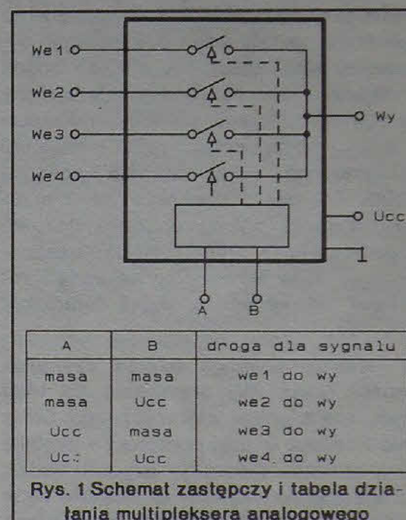
Zastosowanie multipleksera w mierniku temperatury.

Na rys.2 przedstawiono sposób włączenia układu scalonego MCY 74052 produkcji CEMI zawierającego dwa multipleksery analogowe czterowejściowe. Otrzymujemy możliwość pomiaru temperatury w czterech punktach wybieranych przełącznikami Isostat.

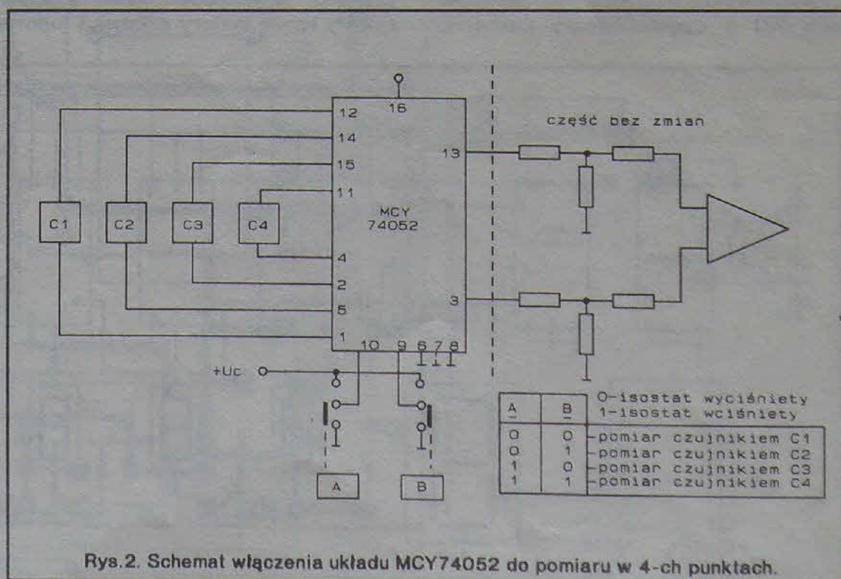
Rys.3 przedstawia schemat układu do pomiaru temperatury w ośmiu miejscach z diodową informacją, dla którego miejsca mierzymy.

Diody LED można zamontować np.. na planie pomieszczeń w taki sposób, aby odpowiadały rozmieszczeniu czujników. Świeci się ta dioda, dla którego czujnika dokonujemy pomiaru. Wyboru czujnika dokonujemy przełącznikami Isostat ustawiając je wg podanego w tabeli klucza. Jest to najprostszy i najtańszy sposób sterowania. Zamiast układu UCY7442 można stosować układ z rys.4 uzyskując świecenie na wskaźniku siedmiosegmentowym numeru czujnika, dla którego dokonujemy pomiaru. Układy można rozbudować tak, aby mierzyć temperaturę w 16,32 itp.

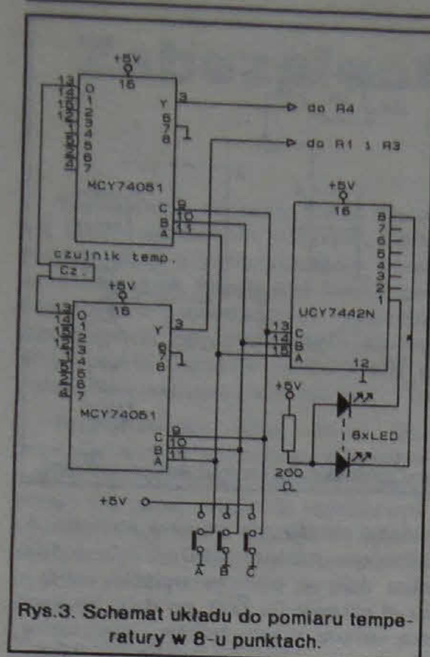
c.d. na str. 19



Rys. 1 Schemat zastępczy i tabela działania multipleksera analogowego



Rys.2. Schemat włączenia układu MCY74052 do pomiaru w 4-ch punktach.



Rys.3. Schemat układu do pomiaru temperatury w 8-u punktach.

Rys.4. Układ zobrazowania informacji na wskaźniku siedmiosegmentowym.

Multipleksery analogowe innych firm:

MCY74051 - HEF4051B (Valvo), CD4051 (RCA), TF4051 (Texass Instr.), MC14051 (Motorola).

MCY74052 - HEF4052, CD4052, TF4052, MC14052.

mgr inż. Waldemar Wieczorek

Literatura:

1. P. Gajewski, J. Turczyński, Układy scalone CMOS serii MCY 74/64...,Elementy półprzewodnikowe i układy scalone - zastosowania. PIE nr 2., Warszawa 1986.

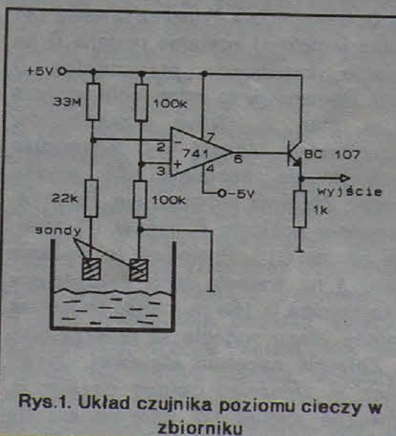
2. P. Gajewski, J. Turczyński, Elastyczność łączeniowa układów CMOS, Radioelektronik nr 2, 1888.

3. IC - Handbuch, Conrad - Electronic, Hirschau 1990, Niemcy

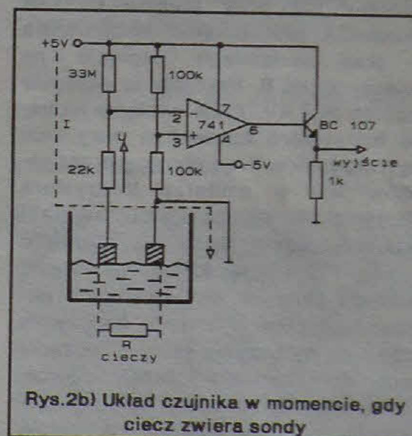
Prosty układ kontroli poziomu cieczy w zbiorniku

W technologicznych procesach często wykorzystuje się rozmaite ciecze, które przechowywane są z reguły w ograniczonych zbiornikach. Przepełnienie się takiego zbiornika spowodować mogłoby nieobliczalne następstwa. Tak więc wszystkie zbiorniki mają swoje kontrolery poziomu cieczy, które reagują bądź na zbyt wysoki poziom cieczy lub zbyt niski poziom cieczy w zbiorniku.

Prosty układ do kontrolowania poziomu cieczy w zbiorniku można zbudować wykorzystując wzmacniacz operacyjny typu 741, jeden tranzystor i kilka rezystorów. Układ przedstawiony jest na rys.1. Schemat jest bardzo prosty i działa pewnie dla potrzeb amatorskich, wykrywając graniczny poziom cieczy.



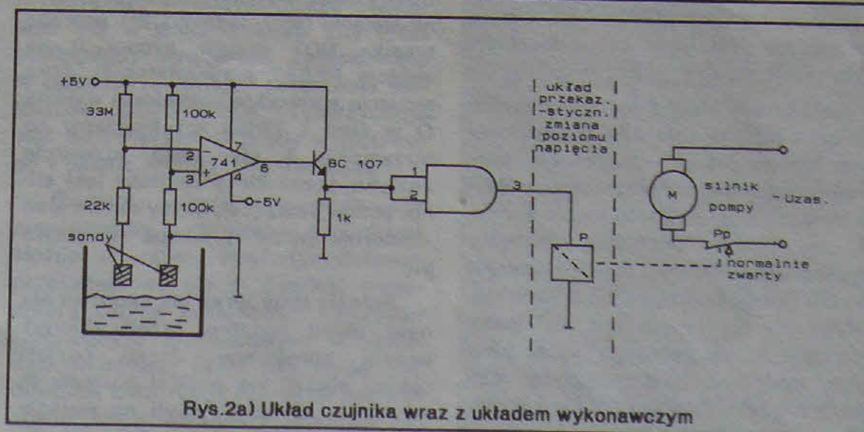
Rys.1. Układ czujnika poziomu cieczy w zbiorniku



Rys.2b) Układ czujnika w momencie, gdy ciecz zwiera sondy

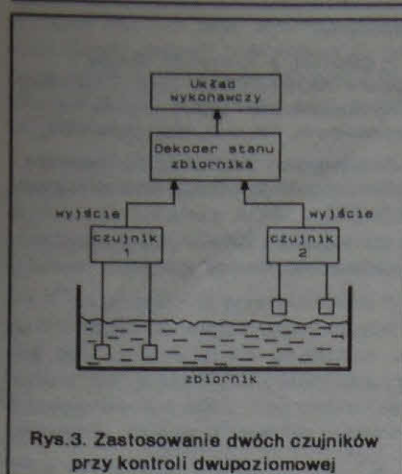
Działanie układu.

Wzmacniacz operacyjny pracuje w charakterze komparatora napięcia. Podczas braku cieczy w zbiorniku na odwracającym wejściu komparatora (nóżka 2-741) panuje napięcie około +2,9V, które określone jest rezystorami o wartościach 3,3MΩ i 22kΩ. Na drugim wejściu komparatora - wejście nieodwracające (nóżka 3-741) jest ustawione napięcie odniesienia ≈+2,5V. Napięcie to wynika z wartości rezystorów 100kΩ, które tworzą dzielnik napięcia zasilającego +5V. W takich warunkach napięcie na wyjściu komparatora (nóżka 6-741) wynosi ok.-3,5V. Jest to zarazem napięcie panujące na bazie tranzystora.

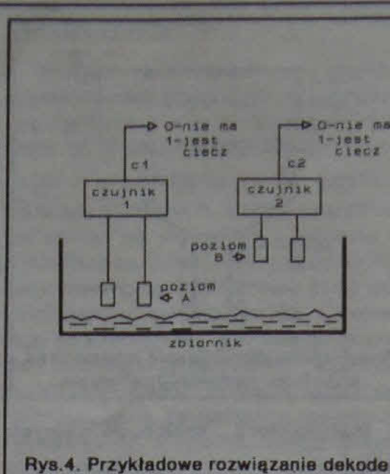


Rys.2a) Układ czujnika wraz z układem wykonawczym

W ten sposób przy braku cieczy w zbiorniku (należy tu rozumieć taki poziom cieczy w zbiorniku, który nie zwiera sond) tranzystor jest zatkany. Zatem na tranzystorze odkłada się całe napięcie zasilania i napięcie Vwy równe jest ≈0V. Wyjściowe napięcie z naszego czujnika może sterować układem wykonawczym, który będzie włączał lub wyłączał pompę, która będzie tłoczyć ciecz do zbiornika. Załóżmy, że jeżeli napięcie Vwy=0



Rys.3. Zastosowanie dwóch czujników przy kontroli dwupoziomowej



Rys.4. Przykładowe rozwiązanie dekodera stanu zbiornika dla kontroli dwupoziomowej

pompa pracuje i cieczy przybywa w zbiorniku (rys.2a). Jeżeli ciecz osiągnie poziom sond, wówczas obwód składający się z rezystorów 3,3MΩ i 22kΩ okazuje się podłączony przez rezystancję warstwy cieczy do masy (rys.2b). Jeżeli warstwa cieczy będzie dostateczna, wówczas prąd "i" płynący w obwodzie Uzaś=+5 → 3,3MΩ → 22kΩ → ciecz → masa, wywoła spadek napięcia "u" na rezystancji 22kΩ i nieznaczne przekroczenie napięcia ok.30mV już przy prądzie ok.14μA spowoduje przełączenie komparatora w stan dodatniego napięcia na wyjściu-nóżka 6. Napięcie to osiągnie wartość ok.4,4V. Takie napięcie na bazie tranzystora spowoduje nasycenie się tranzystora. Prąd płynący przez rezystor 1kΩ w emiterze tranzystora odłoży na nim napięcie ok.+3,8V. Taki poziom napięcia może już sterować bramką TTL i powodować zadziałanie dalszych układów wykonawczych naszego czujnika. Efektem końcowym może być wyłączenie pompy tłoczącej ciecz do zbiornika. Jeżeli poziom cieczy zacznie opadać, wówczas po odsłonięciu sond układ ponownie przełączy stan wyjścia i pompa ponownie zacznie pompować ciecz do zbiornika.

Taki prosty obwód potrafi utrzymać poziom cieczy w zbiorniku wg poziomu ustawionego przez zamocowane sondy. Przez proste zamontowanie drugiego identycznego czujnika lecz z sondami na innym poziomie, możemy uzyskać układ kontroli dwupoziomowej (rys.3). Sondy położone niżej kontrolowałyby czy cieczy nie jest zbyt mało, natomiast sondy położone wyżej (drugiego czujnika) kontrolowałyby czy cieczy nie jest zbyt dużo. Układ wykonawczy powinien dekodować stan z czujników i reagować na istniejącą sytuację. Przy założeniu, że celem naszego układu nadzorującego będzie utrzymanie poziomu cieczy w ściśle określonym przedziale całkowity układ kontroli i sterowania mógłby wyglądać jak na rys.4.

Układ będzie działał w następujący sposób:

Sondy czujnika 1 wyznaczają poziom A, poniżej którego będzie włączana pompa tłocząca ciecz do zbiornika. Sondy czujnika 2 wyznaczają poziom B, powyżej którego pompa tłocząca będzie wyłączana. Prosty układ dekodera-sterownika zbudowany jest na przerzutniku D. Jeżeli poziom cieczy jest poniżej poziomu A, wówczas wyjścia obydwu czujników są w stanie 0, C1=0 i C2=0. Poprzez bramkę OR (suma logiczna) zostanie podane 0 na wejście zapalające przerzutnika D (set). Spowoduje to ustawienie wyjścia $\overline{Q}$ w stan 0. Układ przekaźników zainicjowany stanem $\overline{Q}$=0 spowoduje podtrzymanie zasilania dla silnika pompy. Zbiornik napełnia się. Po przekroczeniu poziomu A sygnał C1 zmienia się na C1=1. Powoduje to podanie stanu 1 na wejście (set) ustawiające przerzutnika D. Nie powoduje to jednak zmiany stanu wyjścia $\overline{Q}$ przerzutnika D. Zbiornik napełnia się dalej. Jeżeli ciecz w zbiorniku osiąga poziom B, wówczas sygnał C2 zmienia się na C2=1. Podtrzymywany jest nadal stan 1 na wejściu (set), jednak C2=1 poprzez bramkę NOT podaje sygnał 0 na wejście RESET przerzutnika D. Taka sytuacja spowoduje ustawienie wyjścia $\overline{Q}$ w stan 1. Układ przekaźników po otrzymaniu 1 spowoduje rozwarcie zestyku, przez który zasilany jest silnik pompy tłoczącej. Mamy zatem stan -"zbiornik pełny" i pompa wyłączyła się.

Prześledźmy teraz jak zachowa się nasz układ nadzoru, jeżeli zbiornik będzie opróżniany. Jeżeli poziom cieczy obniży się poniżej poziomu B, wówczas C2=0,C1=1, czyli na wejście ustawiające podawana jest 1 - nie ma reakcji przerzutnika, a na wejście resetujące podawana jest również 1 - nie ma reakcji przerzutnika. Nasz sterownik nie podejmuje zatem żadnych działań w sytuacji określonej jako prawidłowa - ciecz na poziomie pomiędzy A i B. Jeżeli jednak poziom cieczy obniży się poniżej poziomu A, wówczas nastąpi C1=0, C2=0, a taki stan daje w efekcie wejście set=0 - czyli ustawienie $\overline{Q}$=0, co daje "rozkaz" dla układu przekaźników, styczników, aby zewrzeć zestyk podający zasilanie do silnika pompy tłoczącej. Stan RESET=1, co nie powoduje żadnych zmian. W ten sposób nasz prosty układ sterujący na przerzutniku D zapewnia nam utrzymywanie poziomu cieczy w zbiorniku w granicach A-B.

Układ przekaźników - styczników musi zapewniać przełączanie takiego napięcia, jakim zasilany jest silnik pompy tłoczącej. W związku z tym, że układ czujnika zasilany jest z 5V poziom napięcia wyjściowego do przekaźników jest poziomem TTL. Należałoby więc z poziomu TTL przejść na poziom wyższy (np.24V) jednym przekaźnikiem, a drugim z wyższego poziomu napięcia (zasilającego cewki przekaźnika) sterować napięciem wykonawczym, które bezpośrednio zasilałoby silnik pompy tłoczącej, np. z 220V.

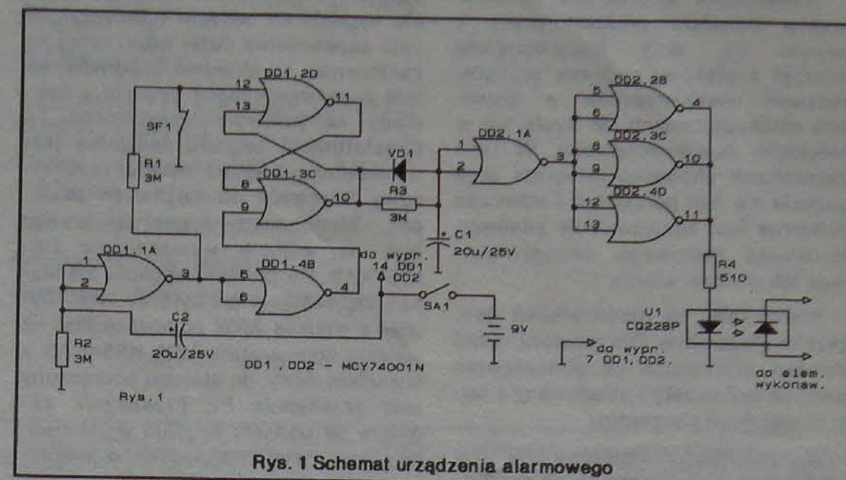
mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie: Electronic Design, August 10, 1989.

Zabezpieczenie przeciwwłamaniowe mieszkań

W ostatnich czasach, kiedy nasila się liczba włamań do mieszkań, sami musimy dbać o zabezpieczenie własnych mieszkań, piwnic czy innych pomieszczeń gospodarczych. Oprócz dodatkowych zamków, obitych blachą drzwi warto jeszcze pokusić się o założenie elektronicznego alarmu.

Przedstawiony niżej układ jest przeznaczony do ochrony pomieszczeń lub oddzielnych obiektów. Przy przedostaniu się obcej osoby do obiektu opisywane urządzenie załącza sygnał dźwiękowy lub świetlny albo podaje sygnał elektryczny do pulpitu sterującego.



Rys. 1 Schemat urządzenia alarmowego

Zasada działania.

Schemat urządzenia alarmowego przedstawiony na rys.1 zbudowany jest na układach scalonych i jest zasilany z baterii lub akumulatorów. Elementy DD1.2 i DD1.3 tworzą przerzutnik RS, a elementy DD1.1 i DD2.1 działają jako komparatory napięcia, pozostałe elementy są użyte w układzie jako inwertery. Dzięki zastosowaniu układów CMOS urządzenie jest bardzo ekonomiczne, gdyż w stanie czuwania pobiera prąd rzędu kilku µA. Przy wyjściu z pomieszczenia wyłącznikiem S1 podawane jest napięcie zasilania. Od tego momentu zaczyna się ładowanie kondensatora C2 przez rezystor R2. Na wejściu DD1.1 istnieje poziom logicznej 1, a na wyjściu 0. Gdy styki wyłącznika drzwiowego SF1 są zamknięte, to na wyjściu inwertera DD1.4 będzie wysoki poziom i przerzutnik RS przejdzie w taki stan, kiedy na jego wyjściu (na wyjściu elementu DD1.3) będzie niski poziom. W tym przypadku na wyjściu grupy połączonych równolegle inwerterów DD2.2÷DD2.4 pojawi się także niski poziom i dioda w optronie będzie wyłączona, a tym samym optron nie uruchamia elementu wykonawczego. Dopóki kondensator C2 nie naładuje się, a potrzebuje na to 30÷40 sekund, trzeba wyjść z pomieszczenia i zamknąć za sobą drzwi. W podanym zakresie czasu, styki wyłącznika drzwiowego można zwierać i rozwierać wiele razy, przy tym stan przerzutnika RS nie zmieni się i sygnał alarmu nie będzie podany. Po upływie tego czasu urządzenie alarmowe przechodzi w stan czuwania. Kondensator C2 ładuje się do napięcia zasilania, na wyjściu elementu DD1.1 pojawi się wysoki poziom i dlatego układ będzie reagował na położenie styków wyłącznika drzwiowego. Po otwarciu drzwi styki wyłącznika drzwiowego zostaną rozwarte, przerzutnik RS przełączy się, a na wyjściu elementu DD1.3 pojawi się wysoki poziom. Od tego momentu zaczyna się ładowanie kondensatora C1 przez rezystor R3. W czasie tego procesu (30÷40s) element wykonawczy pozostaje wyłączony. Teraz przerzutnik znowu nie reaguje na zmianę położenia styków SF1, tzn. że przez ponowne zamknięcie drzwi już nie można przerwać podawania sygnału alarmowego. Po zakończeniu ładowania kondensatora C1 nastąpi zmiana poziomu logicznego na wyjściu elementu DD2.1 i grupy elementów DD2.2÷DD2.4, zostanie załączony transoptor, który uruchomi element wykonawczy. W celu wyłączenia podania sygnału alarmowego, trzeba koniecznie, nie później niż 30÷40 sekund, wyłączyć zasilanie urządzenia alarmowego wyłącznikiem S1. Oczywistym jest, że urządzenie i wyłącznik muszą znajdować się w miejscu, które zna tylko obsługujący urządzenie. Zastosowane w układzie równoległe połączenie elementów DD2.2÷DD2.4 wykorzystane jest do zwiększenia prądu wyjściowego z układu, który zasila transoptor.

Element wykonawczy może być zrealizowany różnymi sposobami. Można np. zastosować tyrystorowo-przekaźnikowy układ. Zamiast transoptora można zastosować tranzystor kluczujący z przekaźnikiem w obwodzie kolektora. Styki SF1 mogą być dowolnej konstrukcji i powinny być mechanicznie powiązane z drzwiami lub oknami chronionego obiektu. Bardzo dobre są gotowe magnetyczne styki z odpowiednią obudową. Do opisanego urządzenia alarmowego można podłączać od razu kilka par styków drzwiowych lub okiennych, które powinny być połączone szeregowo z SF1. W przypadku przerwy w jednym z nich, układ także poda sygnał alarmowy. Przy montażu należy dążyć do jak najkrótszych przewodów łączących, aby uniknąć zakłóceń. Urządzenia alarmowe można spróbować również wykorzystać do ochrony samochodów.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Literatura: Radio 9/90.

Zdalne sterowanie migawką aparatu fotograficznego

Wielokrotnie w praktyce fotoamatorskiej powstaje problem pracy z ukrycia, np. przy fotografowaniu zwierząt i ptaków, podczas przeprowadzania eksperymentów w warunkach niebezpiecznych dla życia lub w sterylnych pomieszczeniach. W tych przypadkach obecność fotografa przy aparacie nie jest porządana i wówczas konieczne jest zastosowanie zdalnego sterowania: radiowego, ultradźwiękowego lub podczerwienią.

Sterowanie na podczerwień jest szeroko stosowane. Dla amatora układ zdalnego sterowania na podczerwień powinien być prosty i zbudowany z łatwo dostępnych elementów.

W artykule przedstawione są układy nadajnika i odbiornika opracowane do amatorskiego sterowania włączaniem aparatu fotograficznego. Aparat pracujący w komplecie z układem zdalnego sterowania powinien posiadać automatyczny przesuw filmu. Układ pracuje na częstotliwości 125 kHz. Dobór częstotliwości jest uwarunkowany małą inercją diod elektroluminescencyjnych i fotodiod. Na tych częstotliwościach łatwo jest zapewnić dużą czułość odbiornika i odporność na zakłócenia.

Nadajnik.

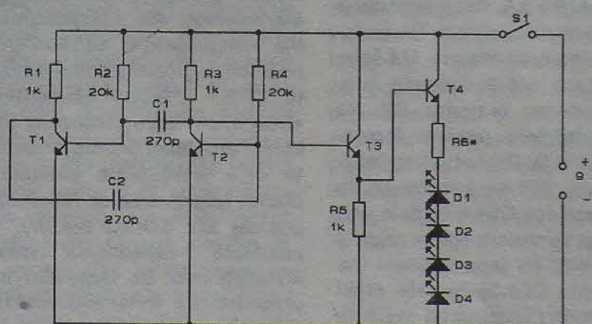
Na rys.1 przedstawiony jest schemat nadajnika. Jest to generator o częstotliwości roboczej 125 kHz wykonany na tranzystorach T1,T2. Na tranzystorach T3 i T4 zrealizowany jest wzmacniacz mocy dla diod D1-D4. W momencie naciśnięcia przycisku S1 układ pobiera prąd 110 mA. W celu zwiększenia stabilności częstotliwości generatora, w miejsce kondensatorów C1 lub C2 można wstawić kwarcowy rezonator o częstotliwości 125÷128 kHz. Układ generatora nie potrzebuje strojenia. Diody D1÷D4 należy zmontować w szeregu tak, żeby ich optyczne osie promieniowania były równoległe. W celu koncentracji energii promieniowania, konieczne jest ustawienie przed diodami soczewki o ogniskowej 40÷50 mm i średnicy 20÷25 mm.

Odbiornik.

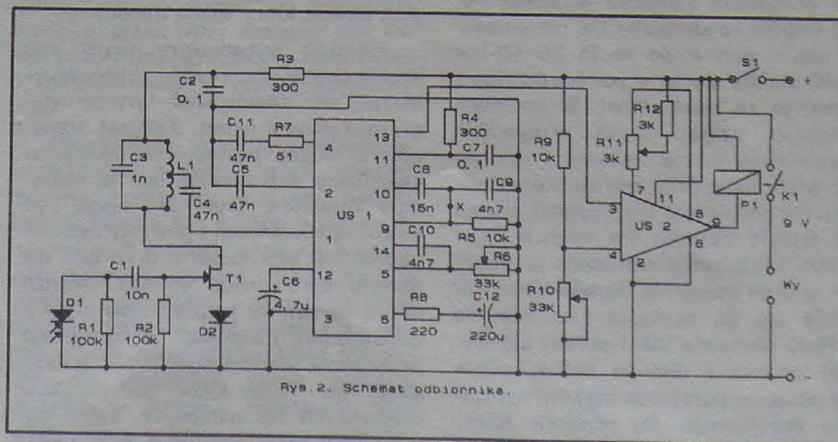
Na rys.2 przedstawiony jest schemat odbiornika. Do wzmocnienia sygnału z fotoodbiornika służy scalony wzmacniacz p.cz. K157 X A2. Z uwagi na to, że promieniowanie o częstotliwości 125 kHz nie jest modulowane, to wyjściowy sygnał z układu scalonego nie jest zbierany z wyjścia m.cz. a z wyjścia ARW (regulacja wzmocnienia zaczyna pracować od momentu podania sygnału na wejście fotodiody). W celu zapewnienia dużej odporności na zakłócenia, w układzie zrealizowany jest przedwzmacniacz sygnału z fotodiody na polowym tranzystorze T1. Częstotliwość sygnału nadajnika jest wzmacniana i przez obwód rezonansowy filtrowana od możliwych zakłóceń. Wzmocniony sygnał podawany jest na wejście wzmacniacza US1 K157XA2. Po podaniu sygnału zmniejsza się napięcie na wyjściu ARW. Sygnał z wyjścia ARW podawany jest na wejście komparatora US2 K554CA3 z wyjściem mocy, do którego podłączony jest przekaźnik P1. Przekaźnik zadziała po podaniu sygnału wyjściowego i przez jego styk podawane jest napięcie do odbiornika (aparatu).

Podczas strojenia odbiornika należy przestrzegać następującej kolejności: włączyć nadajnik i umieścić go w odległości nie mniejszej niż 3m od odbiornika. Optyczne osie nadajnika i fotoodbiornika powinny pokrywać się. Regulacją rdzenia cewki L1 należy uzyskać maksymalne napięcie w.cz. na drenie tranzystora T1. Odłączając nadajnik i zmieniając wartość nastawnego rezystora R6 należy w punkcie X1 uzyskać napięcie 0,3±0,05V względem (-) napięcia zasilania. Zmierzyć napięcie na wyprowadzeniu 13 układu scalonego US1 i przy pomocy nastawnego rezystora R10 ustawić na wyprowadzeniu 4 układu scalonego US2 napięcie o 0,1V mniejsze. Przy pomocy nastawnego rezystora R11 należy ustawić stan pracy komparatora US2 tak, żeby zapewniał on zadziałanie przekaźnika P1 przy włączeniu nadajnika z odległości nie mniejszej niż 10m. Po dokładnej regulacji zespół zapewnia zdalne sterowanie w promieniu 25÷30m. Podczas pracy fotoodbiornika należy unikać zaświetlenia fotodiody światłem słonecznym lub mocnymi źródłami światła, gdyż następuje nagłe zmniejszenie czułości. Fotodiodę można zabezpieczyć przysłoną.

Obwód rezonansowy L1C3 dobrze jest nastroić na częstotliwość roboczą przed zamontowaniem do układu. Dioda D2 jest dowolną krzemową diodą.



Rys.1. Schemat nadajnika.



Rys.2. Schemat odbiornika.

ELEKTRONIK

HOBBY

Już 1 kwietnia ukaże się w kioskach na terenie całego kraju nasza nowa propozycja dla elektroników

(to nie jest żart prima-aprilisowy)

ATARI

TURBO-2000

do samodzielnego montażu

System ATARI TURBO-2000 czyni z Waszego magnetofonu XC-11,XC-12, XCA-12 i CA-12 urządzenie sprawne i szybkie.Programy wczytują się szybko max.3 minuty i nie występują błędy transmisji.Na jednej kasecie C-60 mieści się ok. 50-60 gier przeciętnej długości.W łatwy sposób można prawie wszystkie programy i gry przegrać na system turbo.

W skład otrzymywanego zestawu wchodzi:

1)płytka TURBO do zamontowania w magnetofonie z przylutowanymi przewodami i dodatkową wtyczką joystika.

2)dokładny opis montażu płytki w magnetofnie dla dowolnej wersji magnetofonu.

3)opis systemu TURBO-2000 i jego użytkowania (kopiowanie gier na turbo, praca w basic'u itp.)

4)kaseta z nagranym kilkakrotnie programem TURBO-2000,który należy wczytać aby komputer pracował w szybkiej transmisji oraz kopiery i loadery do przegrywania gier na turbo.

5)w wersji droższej CARTRIDGE z systemem turbo w postaci modułu pamięci stałej dołączonej do komputera i umożliwiającej pracę w systemie turbo bez wczytywania programu TURBO-2000.

Montaż płytki turbo w magnetofonie polega na przylutowaniu do płytki czterech przewodów.Układ elektroniczny magnetofonu nie jest zmieniany i normalna transmisja pracuce bez zmian.

Po wczytaniu programu TURBO-2000 (ok.50 sek.)komputer współpracuje z magnwetofonem przez port 2 joysticka poprzez dodatkowy przewód wyprowadzony z magnetofonu i zakończony wtykiem joystickowym.

W wypadku gier na 2 joysticki po wczytaniu gry można go wyjąć i włączyć drugi joystick.

Wszastkie płytki są sprawdzane i po prawidłowym podłączeniu przewodów układ turbo powinien od razu działać.

Na płytki turbo jest udzielana roczna gwarancja -serwis u producenta.

CENY:

1.zestaw 1 (system TURBO wczytywany z taśmy) 85 tys.zł.
2.zestaw 2 (z CARTRIDGEm) 170 tys.zł.
3.CARTRIDGE (możliwość późniejszego dokupienia) 85 tys.zł.

Zamówienia proszę przesyłać na adres:

mgr inż. WOJCIECH PTASZNIK
ul.Kilińskiego 47a/2
82-300 Elbląg
tel.283-64